

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-097759

(43)Date of publication of application : 12.04.1996

(51)Int.Cl.

H04B 7/10

H01Q 1/24

H04B 7/26

(21)Application number : 06-231411

(71)Applicant : MITSUBISHI ELECTRIC CORP

(22)Date of filing : 27.09.1994

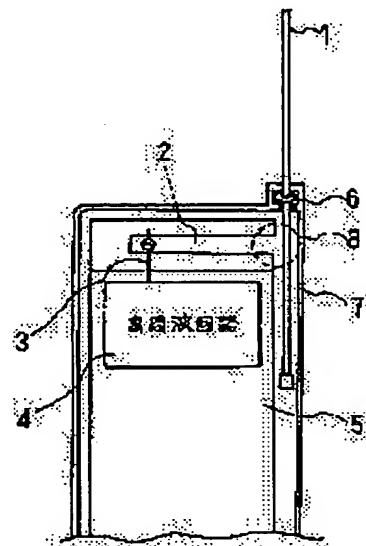
(72)Inventor : MIZUSAWA MOTOO
MATSUMOTO WATARU
YAGINUMA FUMIHIRO

(54) ANTENNA SYSTEM FOR PORTABLE RADIO EQUIPMENT

(57)Abstract:

PURPOSE: To expect an operation with high reliability for a long period and to realize an antenna characteristic over a wide band with a small size without the need for a mechanical switch by providing a movable rod antenna in electrostatic coupling with a notch antenna in which the position of electrostatic coupling is changed depending on the movement of the radio equipment itself.

CONSTITUTION: When a rod antenna 1 is extracted and extended from a radio telephone set main body 7, the rod antenna 1 emits a radio wave without forming a so-called dead zone due to a shadow of a head of the user. In this state, the capacitive component and the inductive component of the notch antenna 2 are selected to be in parallel resonance with respect to the operating frequency. Then the static capacitance of an electrostatic coupling section 8 comprising ends of the rod antenna 1 and the notch antenna 2 and the inductive component of the rod antenna 1 form a constant K-type band pass filter with respect to the operating frequency. As a result, broad band signal processing is attained.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.09.2000

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3367218

[Date of registration] 08.11.2002

[Number of appeal against examiner's decision]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-97759

(43) 公開日 平成8年(1996)4月12日

(51) Int.Cl. ⁸	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 B 7/10	B			
H 0 1 Q 1/24	Z			
H 0 4 B 7/26				
			H 0 4 B 7/ 26	B
			審査請求 未請求 請求項の数10 O L (全 11 頁)	

(21) 出願番号 特願平6-231411

(22) 出願日 平成6年(1994)9月27日

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 水澤 丕雄

石川県石川郡野々市町扇が丘7番1号 金

沢工業大学 電子工学科内

(72) 発明者 松本 渉

群馬県新田郡尾島町大字岩松800番地 三

菱電機株式会社群馬製作所内

(72) 発明者 柳沼 文弘

群馬県新田郡尾島町大字岩松800番地 三

菱電機株式会社群馬製作所内

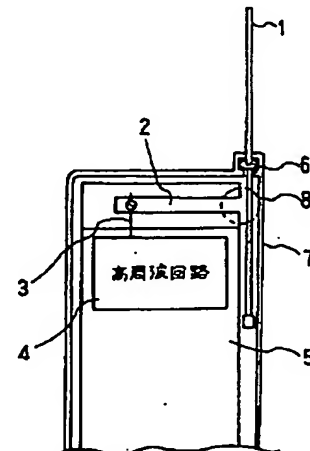
(74) 代理人 井理士 高田 守 (外4名)

(54) 【発明の名称】 携帯無線機用アンテナ装置

(57) 【要約】

【目的】 アンテナの切替に際し機械的なスイッチを必要とせず、長期にわたって信頼性の高い動作が期待でき、簡単な構造により小型で広帯域のアンテナ特性が得られる携帯無線機用アンテナ装置を得ることを目的とする。

【構成】 給電線3に接続された固定状態のノッチアンテナ2と、給電用の電気的接触点を有することなくノッチアンテナ2と静電結合し、この静電結合する位置8が自身の移動に応じて変動する可動状態の線状アンテナ1とを備える。



- 1 : 線状アンテナ
- 2 : ノッチアンテナ
- 3 : 給電線
- 5 : 基板
- 6 : リング
- 8 : 静電結合部

【特許請求の範囲】

【請求項1】 給電部に接続された固定状態のノッチアンテナと、給電用の電氣的接触点を有することなく前記ノッチアンテナと静電結合し、この静電結合する位置が自身の移動に応じて変動する可動状態の線状アンテナとを備えたことを特徴とする携帯無線機用アンテナ装置。

【請求項2】 前記線状アンテナを任意の変動位置で保持可能にするアンテナ保持手段を備えたことを特徴とする請求項1記載の携帯無線機用アンテナ装置。

【請求項3】 前記線状アンテナは、その可動範囲の所定位置で静電結合部を起点に $\lambda/2$ 未満の電気長を有する部分と、電氣的に $\lambda/4$ の電気長を有する部分とになるよう構成されたことを特徴とする請求項1記載の携帯無線機用アンテナ装置。

【請求項4】 前記ノッチアンテナを前記線状アンテナに対し垂直に配置したことを特徴とする請求項1記載の携帯無線機用アンテナ装置。

【請求項5】 前記ノッチアンテナを前記線状アンテナに対し平行に配置したことを特徴とする請求項1記載の携帯無線機用アンテナ装置。

【請求項6】 前記ノッチアンテナを前記線状アンテナに対し垂直及び平行に配置したことを特徴とする請求項1記載の携帯無線機用アンテナ装置。

【請求項7】 前記平行に配置されたノッチアンテナの短絡部分と前記垂直に配置されたノッチアンテナの開放部分が接近していることを特徴とする請求項6記載の携帯無線機用アンテナ装置。

【請求項8】 前記垂直に配置されたノッチアンテナの短絡部分と平行に配置されたノッチアンテナの開放部分とが接近していることを特徴とする請求項6記載の携帯無線機用アンテナ装置。

【請求項9】 前記垂直に配置されたノッチアンテナの開放部分と前記線状アンテナとが静電結合することを特徴とする請求項8記載の携帯無線機用アンテナ装置。

【請求項10】 前記平行に配置されたノッチアンテナの近傍に前記線状アンテナを配置し静電結合させたことを特徴とする請求項8記載の携帯無線機用アンテナ装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は例えばコードレス電話機やパーソナルハンディホンシステム等の携帯用無線機に用いられるアンテナ装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 携帯用無線機のうち飛躍的な発展が期待される無線電話システムに適用されるハンディタイプの無線電話機は、従来にも増して装置の小型化、軽量化が要求され、併せて性能の向上、取扱いの容易さ・便利さ等も要求されている。また、無線電話機の使用時には常に一定レベル以上の性能が確保されることが要求され、特

に無線電話システムは双方向性通信手段であるので、相手側からの呼出信号を常時受信可能にする必要性から、ハンディタイプの無線電話機用アンテナ装置としては、使用時・非使用時に関係なくその受信感度を一定レベル以上に保つために非接地型アンテナまたはそれに近いものが要求される。

【0003】 このため、初期のハンディタイプの無線電話機用アンテナ装置としては、常に一定レベル以上の受信感度を確保するために、アンテナ素子を無線電話機本体外に常時突出して固定化した形態のものが使用されていた。しかしながら、このような構成のものは、無線電話機の非使用時にもアンテナ素子が本体から突出しているため、携帯時には邪魔である。従って、取扱いの便利さを考えると、非使用時にはアンテナ素子を無線電話機本体内に収納できる方が好ましい。

【0004】 しかし、単にアンテナ素子を無線電話機本体内に収納した状態にすると、アンテナの三大要素である利得、指向性、インピーダンスの全てが大幅に低減し、このため相手側からの呼出信号を受信できなくなるおそれが出てくる。かかる問題点を解決すべく、アンテナ素子を図14に示すように無線電話機本体に対し引き出し・収納可能な主たる外部アンテナと、無線電話機本体内に予め収納され、外部アンテナが無線電話機本体内に収納された状態でも一定以上の受信感度が得られるよう内蔵アンテナとから構成したアンテナ装置が提案されている。

【0005】 図14は可動式の外部アンテナと固定式の内蔵アンテナとを有する、従来のハンディタイプの無線電話機におけるアンテナ装置を示す構成図である。図において、100は携帯用の無線電話機本体、101は線状アンテナで、無線電話機本体100に対して引き出し・収納可能に構成されている。102は無線電話機本体100に内蔵された内蔵アンテナで、線状アンテナ101に対し垂直に配置されている。103は給電線104からの給電を線状アンテナ101又は内蔵アンテナ102のいずれかに切り替える微小切替スイッチである。

【0006】 次に上記のように構成されたアンテナ装置の動作について説明する。電話機使用時即ち線状アンテナ101伸長時には、この線状アンテナ101によって所望の利得、指向性及びインピーダンスが得られるよう構成されているので、その際には微小切替スイッチ103を線状アンテナ101側に開設し給電する。また、電話機非使用時即ち線状アンテナ101収納時には、線状アンテナ101の利得、指向性及びインピーダンスが低下し、所望の性能を得ることができないので、微小切替スイッチ103を内蔵アンテナ102側に開設して給電し、この結果、常に一定レベル以上の受信感度が確保できるようになる。

【0007】 上記のような構成とすることにより、無線電話機等の双方向通信システムにおいても、電話機の非

使用時には外部アンテナを収納して、コンパクトな状態で持ち運びでき、且つ相手側からの呼出信号が常時受信可能になる。また、図15は他の従来技術を示すものであり、携帯電話機等のダイバーシチアンテナ装置を示す構成図である。図において、201は電話機本体に対し引き出し・収納可能に構成された線状アンテナ、202は無線電話機本体に内蔵された逆Fアンテナ、203は基板である。204は同軸ケーブル、205は高周波回路、206は同軸コネクタ、207は線状アンテナホルダーである。

【0008】次に動作について説明する。線状アンテナ201は主に垂直偏波(Z軸方向)を有し、逆Fアンテナ202は主に水平偏波(Y軸方向)を有する。一般に移動体通信では基地局側で垂直偏波の送信を行うが、市街地や屋内では建物の壁や道路、木などの複数反射により偏波面が様々に変化する。また、移動局側も通話時には移動体自身を傾けて使用することがあるため、受信アンテナも角度をもつことになる。従って、受信する移動局側の偏波も様々な角度で受信されることになる。その結果、伝搬経路によって受信波の垂直偏波が強い場合と水平偏波が強い場合の両方の可能性が存在する。

【0009】この性質を利用し、移動局側に上記のような垂直偏波に感度を有するアンテナと水平偏波に感度を有するアンテナを配置することにより、偏波ダイバーシチーの効果を得ることができる。線状アンテナ201は、このアンテナを伸長時及び収納時において給電線と電気的に接続し、且つ線状アンテナ201が固定されるように線状アンテナホルダー207が必要である。線状アンテナホルダー207と基板203との間の給電は、同軸ケーブル204と同軸コネクタ206とで行われる。同様に逆Fアンテナ202と基板203間の給電も同軸ケーブル204と同軸コネクタ206とで行われる。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】従来の携帯無線機用アンテナ装置は以上のように構成されているので、第1の従来技術については、外部アンテナと内蔵アンテナとを切り替える微小切替スイッチ103及びこの微小切替スイッチ103を切替操作するための機構を必要とするため、無線機全体が大型化、複雑化するという問題点があった。また、機械的な微小切替スイッチ103を極超短波伝送路に介在させると、スイッチが開放されてもその間のロスが増大するだけで、電流は流れ続ける可能性があり、十分な性能保証を得難いという本質的な欠陥を有している。

【0011】このため完全なスイッチを作ることは難しい。例えば、機械的なスイッチ故にスイッチの使用保証回数もせいぜい5千回程度しかなく、長期使用に際しての信頼性に欠けるという問題点があった。このような機械的なスイッチに代えて、高周波スイッチを用いることも考

えられるが、そのような場合、機械的なスイッチに比べて構成が複雑化するという問題点があった。また、外部アンテナに引き出し時と収納時とは、それぞれ外部アンテナ・内蔵アンテナのいずれか一方のアンテナしか使用されないで、効率が悪いという問題点があった。

【0012】さらに、アンテナ素子全体としては、外部アンテナを完全に引き出した状態か完全に収納した状態でしか動作しない構造であるため、電波状態のよい場所や人目を憚る状況でも、無線機使用時には必ず外部アンテナを完全に引き出さなければならないという問題点があった。また、第2の従来技術については、給電線がアンテナ毎に必要で、しかもそのための加工やアンテナの取付けに時間がかかるという問題点があった。また、構造が複雑であるため、2つのアンテナ間の相互結合や放射パターンの影響は実装後の確認に頼らなければならず、設計時点での予測や計算は困難であった。

【0013】この発明は上記のような問題点を解消するためになされたものであり、アンテナへの給電を切り替えるための機械的なスイッチを必要とせず、長期にわたって信頼性の高い動作が期待でき、しかも簡単な構造により小型で広帯域のアンテナ特性が得られる携帯無線機用アンテナ装置を得ることを目的とする。また、2つのアンテナの相互結合が少なく、且つ構造が簡単で設計が容易なうえ安価に構成できる偏波ダイバーシチーアンテナを得ることを目的とする。

【0014】

【課題を解決するための手段】この発明における携帯無線機用アンテナ装置は、給電部に接続された固定状態のノッチアンテナと、給電用の電気的接点部を有することなくノッチアンテナと静電結合し、この静電結合する位置が自身の移動に応じて変動する可動状態の線状アンテナとを備えたものである。また、線状アンテナを任意の変動位置で保持可能にするアンテナ保持手段を備えたものである。

【0015】また、線状アンテナを、その可動範囲の所定位置で静電結合部を起点に1/2未満の電気長を有する部分と、電気的に1/4の電気長を有する部分となるよう構成したものである。また、ノッチアンテナを線状アンテナに対し垂直に配置したものである。また、ノッチアンテナを線状アンテナに対し平行に配置したものである。

【0016】また、ノッチアンテナを線状アンテナに対し垂直及び平行に配置したものである。また、平行に配置されたノッチアンテナの短絡部分と垂直に配置されたノッチアンテナの開放部分とを接近させて配置したものである。また、垂直に配置されたノッチアンテナの短絡部分と平行に配置されたノッチアンテナの開放部分とを接近させて構成したものである。

【0017】また、垂直に配置されたノッチアンテナの開放部分と線状アンテナとが静電結合しているものであ

5

る。また、平行に配置されたノッチアンテナの近傍に線状アンテナを配置し静電結合させたものである。

【0018】

【作用】この発明においては、線状アンテナとノッチアンテナとの間の静電結合部における静電容量と線状アンテナのインダクタンス成分とが、使用周波数に対して定K型帯域フィルターを形成し使用周波数帯域の広帯域化を実現する。そして、線状アンテナを所定の位置に設定することによりノッチアンテナの容量成分とインダクタンス成分とが使用周波数に対して並列共振状態となる。

【0019】この線状アンテナを所定の位置から移動すると、線状アンテナのインダクタンス成分が変動し、共振周波数が変動する。その結果、主にノッチアンテナの並列共振が使用周波数帯において有効となってきて、線状アンテナの受信感度が低下していても、ノッチアンテナが受信感度を一定レベル以上に維持する。また、アンテナ保持手段により線状アンテナを可動範囲の任意の位置に保持することにより、任意の位置に保持された線状アンテナに対し、その特性が低下しても、これと静電結合されたノッチアンテナの並列共振が使用周波数帯域において有効となるので、任意のアンテナ長においても使用可能になる。

【0020】また、線状アンテナの $\lambda/4$ の電気長を有する部分による共振周波数とノッチアンテナによる共振周波数とが2共振となり、使用周波数に対して広帯域化が図れる。線状アンテナが所定位置から移動した場合、線状アンテナ全体のリアクタンス成分が変動するため、線状アンテナの $\lambda/4$ の電気長を有する部分における共振周波数が変動する。そのため、主にノッチアンテナの並列共振が使用周波数帯において有効となり、このノッチアンテナが受信感度を一定レベル以上に維持する。

【0021】また、ノッチアンテナは線状アンテナの短い区間で静電結合し、水平面方向に強い垂直偏波成分を有する。また、ノッチアンテナは線状アンテナの長い区間で静電結合し、水平面内の所定方向に水平偏波成分を有する。また、ノッチアンテナは垂直偏波成分と水平偏波成分とを有することにより偏波ダイバーシチアンテナとして機能する。

【0022】また、平行に配置されたノッチアンテナの短絡部分と垂直に配置されたノッチアンテナの開放部分とを接近させて配置することにより、各ノッチアンテナの給電部が垂直に配置されたノッチアンテナ側に集約されて配置可能になる。また、垂直に配置されたノッチアンテナの短絡部分と平行に配置されたノッチアンテナの開放部分とを接近させて配置することにより、垂直に配置されたノッチアンテナの電流が、インピーダンスの高い平行に配置されたノッチアンテナの開放部分に向かって流入することを防止し、両者間の相互結合を小さくする。

【0023】また、垂直に配置されたノッチアンテナの

6

開放部分と線状アンテナとを静電結合させ、又は平行に配置されたノッチアンテナの近傍に線状アンテナを配置し静電結合させることにより、電波の放射位置が線状アンテナとの給電結合部分側に集約され、障害物の影響を受けにくい構造となる。

【0024】

【実施例】

実施例1. 以下、この発明の実施例を図について説明する。図1は本実施例における携帯用無線機のアンテナ装置を示す部分断面図であり、図において、7は無線電話機本体、1は無線電話機本体7に対し引き出し・収納可能な可動アンテナである直線状の線状アンテナで、使用周波数帯の電波の波長を λ としたとき、 $\lambda/2$ 未満の電気長を有する誘導性アンテナ素子となる。2は無線電話機本体に内蔵されたノッチアンテナで、線状アンテナ1に静電結合する如く、線状アンテナ1が無線電話機本体7内に収納される部分の入口近傍において線状アンテナ1に近接し、且つ線状アンテナ1の軸心と直交する方向に配設されている。

【0025】また、ノッチアンテナ2は逆Fアンテナ等と違い、その構造的特徴からグラウンド用の専用基板を必要とせず、1枚基板にパターン印刷することにより製造可能で、さらに構造を簡単にできる分、安価で小型化できるものであり、本実施例におけるノッチアンテナもそのように構成されている。そして、線状アンテナ1を無線電話機本体7から引き出した状態で、ノッチアンテナ2が使用周波数帯に対して整合がとれるよう設定してある。

【0026】線状アンテナ1とノッチアンテナ2との静電結合部における静電容量と、線状アンテナ1のインダクタンス成分とは使用周波数に対して定K型帯域フィルターを形成するよう構成されている。3はノッチアンテナ2に接続されたマイクロストリップライン給電線、4は高周波回路、5はノッチアンテナ2及び高周波回路4を同一基板上に構成してなる基板、6は線状アンテナ1を無線電話機本体1に対して任意の位置で制止した場合に該位置に保持可能にするアンテナ保持手段であるところの静電結合子となるゴム製のリング、8は主に線状アンテナ1とノッチアンテナ2とが静電結合する静電結合部である。

【0027】次に動作について説明する。送受信回路を含む高周波回路4からマイクロストリップライン給電線3を通してノッチアンテナ2に送信電力が給電される。図2は図1の等価回路図である。線状アンテナ1の電気長は $\lambda/4 \sim \lambda/2$ の範囲内に設定されている。線状アンテナ1を無線電話機本体7から引き出し伸長させた状態では、線状アンテナ1は使用者の頭の影などにいわゆるデッドゾーンを作らないで電波をとばすことができる。そしてこの状態では、ノッチアンテナ2の持つ容量成分C2とインダクタンス成分L2とが、使用周波数に

対して並列共振するよう設定されている。

【0028】一方、線状アンテナ1とノッチアンテナ2の端部とからなる静電結合部における静電容量C1と、線状アンテナ1のインダクタンス成分L_aとが、使用周波数帯に対して定K型帯域フィルタを形成するよう構成されている。この結果、広帯域化が図れる。このように従来のスイッチング回路の場合と違い、容量結合とすることにより、線状アンテナとノッチアンテナとの両方を無駄なく動作させ、性能の向上が図れる。

【0029】線状アンテナ1が無線電話機本体7内に収納された場合、線状アンテナ1のインダクタンス成分L_aが変動するため、線状アンテナ1とノッチアンテナ2との静電結合部8における静電容量C1と線状アンテナ1のインダクタンス成分L_aとによる共振周波数が増減する。その結果、主にノッチアンテナ2の並列共振が使用周波数帯において有効となり、主にこのノッチアンテナ2が電波の放射、受信に寄与することになる。ノッチアンテナ2の性能はアンテナの受信感度等を一定レベル以上に保証するものであるから、このような構成とすることによりアンテナの性能は常時一定レベル以上に保たれることになる。

【0030】線状アンテナ1はゴム製のリング6により伸縮される任意の位置で制止し保持することが可能に構成されている。本実施例では線状アンテナは直線状のアンテナなため、このようなリング状のゴム等でアンテナの保持構造が容易に実現できる。このような構成により、線状アンテナ1の全長の範囲内でフレキシブルに無線電話機本体1から引き出すアンテナ長を設定できる。この場合にも、ノッチアンテナ2の並列共振が使用周波数帯において有効となっているので、多少のVSWR（電圧定在波比）の悪化はあるものの、双方のアンテナの働きにより実用に十分なアンテナ性能が得られる。

【0031】従来は線状アンテナを引き出して完全に伸長した場合か、無線電話機本体内に完全に収納した場合にのみスイッチが切り替わって一方のアンテナに給電されていたが、本実施例では、線状アンテナ1を任意の位置に引き出して使用することができ、双方のアンテナにより性能を発揮するから、電波状態のよいところや、線状アンテナを目一杯引き出せないような事情がある場合には線状アンテナを途中位置まで引き出して使用することができる。また、線状アンテナは直線状のアンテナなため、ノッチアンテナとの容量結合の実験、設計が行い易く、シミュレーション精度が高いので、このような構成のものを作り易い。

【0032】このように、上記構成によれば、伸縮自在な主たる線状アンテナと内蔵されたノッチアンテナとが、線状アンテナの伸縮操作に伴って自動的に且つ無接点的にシフトし、伸縮状態と収納状態に応じて最適でしかも広帯域なアンテナ特性が発揮されるうえ、線状アンテナに給電する機械的な切替スイッチが全く不要であ

り、長期にわたって信頼性の高い動作が期待できる。また、リングにより線状アンテナを任意の位置まで引き出して使用することが可能になる。

【0033】また、ノッチアンテナを使用することにより高周波回路とノッチアンテナとを1枚基板で構成し、線状アンテナを使用することによりゴム製のリングで任意の位置に保持できるから構成部品が少なく、コストも低くでき、給電部のロスが極力低減され、アンテナの長さを自由に調整して使用することができる。尚、アンテナ保持手段は、可動アンテナの種類に応じて適当なものを採用すればよい。

【0034】実施例2。図3は他の実施例における携帯用無線機のアンテナ装置を示す部分断面図であり、図において、1〜8までは実施例1と同様或は相当する部分を示し、同一符号を付してその説明を省略する。本実施例においては、線状アンテナ1が、その最大引き出し時にノッチアンテナ2との容量結合部分8を境に、無線電話機本体7から引き出された部分（露出部）のアンテナ長が $\lambda/2 \sim \lambda/4$ に、本体内に収納されたままの部分（内在部）のアンテナ長が電氣的に $\lambda/4$ になるようそれぞれ設定されている。

【0035】ここで、内在部のアンテナ長は理想的には $\lambda/4$ であるが、例えば内在部と基板5との間に誘電体が介在している場合には波長短縮が起きたり、或は基板5にねじ穴等があり、基板5と線状アンテナ1とが平行でない部分が存在したりすると、必ずしも $\lambda/4$ とはならないので、種々設計の都合等を考慮して電氣的に $\lambda/4$ となるようにアンテナ長を設定すればよい。一般には0, $2\lambda \sim 0$, 3λ 位の電気長を有する長さに設計される。その他の構成は実施例1と同様である。

【0036】次に動作について説明する。基本的な動作及び実施例1と同様の構成部分の動作は実施例1と同様である。図4は図3の等価回路である。線状アンテナ1を引き出し伸長させた状態では、線状アンテナ1の内在部は電氣的に $\lambda/4$ の電気長を有しており、この部分のインダクタンス成分L₃と容量成分C₃による共振周波数によりノッチアンテナ2と合わせて2共振となり、使用周波数帯に対してさらに広帯域化が図れる。

【0037】線状アンテナ1が無線電話機本体7内に収納された状態では、線状アンテナ1全体のリアクタンス成分が変動するため、内在部の共振周波数も変動する。そのため、主にノッチアンテナ2の並列共振が使用周波数帯において有効となり、ノッチアンテナ2が電波の放射及び受信に寄与することになる。このように、上記構成によれば、実施例1で得られる効果の他、さらに広帯域なアンテナ特性を得ることができるようになる。

【0038】尚、実施例1の場合も同様であるが、ノッチアンテナを線状アンテナに対して垂直、即ちノッチアンテナのスロットが線状アンテナに垂直になるよう配置すると、線状アンテナの短い区間で静電結合できる。ま

た、無線電話機等に搭載した場合、ノッチアンテナと重なって基板等が配置されると性能が低下するので、無線電話機自体が高さ方向に余裕がある場合に有効な構造である。無線電話機は使用者の耳と口との間の位置関係から高さ方向の小型化には限界があり、その意味で垂直配置の構成は有利である。また、ノッチアンテナ単体としては水平面内で強い垂直偏波成分を持つので、そのような放射パターンが必要な場合に有効である。

【0039】実施例3. 図5は他の実施例における携帯用無線機のアンテナ装置を示す部分断面図であり、図において、1〜8までは実施例1と同様或は相当する部分を示し、同一符号を付してその説明を省略する。本実施例においては、実施例2の場合と同様、線状アンテナ1が、その最大引き出し時にノッチアンテナ2との静電結合部分8を境に、無線電話機本体7から引き出された部分（露出部）のアンテナ長が $\lambda/2 \sim \lambda/4$ に、本体内に収納されたままの部分（内在部）のアンテナ長が電氣的に $\lambda/4$ になるようそれぞれ設定されている。

【0040】また、ノッチアンテナ2が線状アンテナ1と平行（地上面に対しては垂直）、即ちノッチアンテナ2のスロットが線状アンテナ1に平行になるよう配置されている。そして、高周波回路4はノッチアンテナ2のスロットを挟んで線状アンテナ1と反対側にノッチアンテナ2と同一基板上に配置され構成されている。次に動作について説明する。アンテナとしての基本動作は実施例2と同様であり、その説明を省略する。

【0041】図6は本実施例のように構成されたアンテナ装置の線状アンテナ1を無線電話機本体7から引き出し伸長させた状態での（a）インピーダンス特性及び（b）VSWR特性の実験データを示す図である。このVSWR特性からもわかるように広帯域特性を示している。また、図7は同装置の線状アンテナ1を無線電話機本体7内に収納した状態での（a）インピーダンス特性及び（b）VSWR特性の実験データを示す図である。収納時においても良好な広帯域特性を示している。

【0042】さらに、図8は線状アンテナ1伸長時の無線電話機を示す状態図、図9は線状アンテナ収納時の無線電話機を示す状態図である。X、Yは水平面方向をZは垂直面（高さ）方向を示している。このように、ノッチアンテナを線状アンテナに対して平行、即ちノッチアンテナのスロットが線状アンテナに平行になるよう配置すると、線状アンテナの長い区間で静電結合する。このような構成とすると、高周波の場合には特に線状アンテナ1とノッチアンテナ2との間での電流の誘導がし易いという特徴がある。

【0043】ただし、無線電話機等に搭載した場合、ノッチアンテナと重なって基板等が配置されると性能が低下するので、無線電話機自体が水平方向に余裕がある場合に有効な構造である。また、ノッチアンテナ単体としては水平面（X-Y平面）内のX軸の±両方向に水平偏

波成分を持つので、収納時にそのような放射パターンが必要な場合に有効である。

【0044】実施例4. 図10は他の実施例における携帯用無線機のアンテナ装置の構成を示す部分断面図であり、図において、4は高周波回路、5は一枚の基板で、この基板5上に線状アンテナに対して平行及び垂直（従って地上面に対しては垂直及び水平）方向のノッチアンテナと高周波回路4とを構成している。20は線状アンテナ1に対して平行（従って地上面に対しては垂直）なノッチアンテナ、21は垂直（同水平）なノッチアンテナ、30は平行なノッチアンテナ20の給電線、31は垂直なノッチアンテナ21の給電線で、各給電線は同一の高周波回路4に接続されている。

【0045】双方のノッチアンテナは互いに直交する関係にあり、且つ垂直なノッチアンテナ21の短絡部が、平行なノッチアンテナ20の開放部におけるインピーダンスの高い部分と接近した構造としている。次に動作について説明する。平行なノッチアンテナ20と垂直なノッチアンテナ21とは互いに直交するので、偏波ダイバーシティーとして機能する。

【0046】垂直なノッチアンテナ21の短絡部が、平行なノッチアンテナ20の開放部におけるインピーダンスの高い部分と接近して配置されているので、垂直なノッチアンテナ21の電流が平行なノッチアンテナ20へ流入することを防ぎ、2つのアンテナの相互結合が少なくなる。また、上記構成によれば、2つのノッチアンテナ20、21は基板5上のパターンのみで構成でき、さらに高周波回路も同一基板上に構成できるので、精度が高く、安価のものとなる。そして、このように同一基板上に構成することにより、実装前の設計時点で相互結合や放射パターンの影響の予測や計算が容易にできるようになる。

【0047】実施例5. 図11は他の実施例における携帯用無線機のアンテナ装置の構成を示す部分断面図であり、図において、実施例4と同様或は相当する部分には同一符号を付してその説明を省略する。本実施例においては、平行なノッチアンテナ20の開放部を下方にし、垂直なノッチアンテナ21の開放部を平行なノッチアンテナ20の短絡部と接近させた構造としている。その他の構成は実施例4と同様であり、その説明を省略する。

【0048】上記の構成とした場合の動作も実施例4の場合と同様であるが、このような構成とすると、平行なノッチアンテナ20の給電部30と垂直なノッチアンテナ21の給電部31とが、共に高さ方向に近く、双方の給電部が障害物の影響を受けないよう設計することが容易にでき、しかもアンテナ装置の高い位置に集約されるので、携帯用の電話機等に搭載した場合、電話機を持つ手の影に隠れないよう設計することが容易に行える。従って、電話機を手で持った場合に、実施例4の構成のものに比し、アンテナ利得の低下を少なくできる。

【0049】実施例6. 図12は他の実施例における携帯用無線機のアンテナ装置を示す部分断面図であり、図において、実施例1及び実施例4と同様或は相当する部分には同一符号を付してその説明を省略する。本実施例においては、ノッチアンテナの配置構成を実施例4と同様とし、外部アンテナである線状アンテナ1を垂直なノッチアンテナ21の開放部側にこの垂直なノッチアンテナ21と直交するよう静電結合させて配置している。その他の配置構成は図示省略するが、基板5の構成を除き実施例1と同様である。

【0050】次に動作について説明する。平行なノッチアンテナ20は電界に感応し、垂直なノッチアンテナ21は磁界に感応する。また、線状アンテナ1は垂直なノッチアンテナ21に無接点の容量結合をすることになる。平行なノッチアンテナ20は無線電話機本体の影響を受けるものの、垂直偏波に対してモノポールとして感応し、垂直なノッチアンテナ21はノッチとして感応する。

【0051】垂直なノッチアンテナ21と線状アンテナ1とは相互結合により放射を補助して放射パターンの落ち込みを防ぐ。上記構成によれば、実施例1と同様な効果が期待できる他、放射する電波の高さを高くすることができ、携帯電話等に適用すれば人体頭部の影響による利得の低下を抑えることができる。

【0052】実施例7. 図13は他の実施例における携帯用無線機のアンテナ装置を示す構成図であり、図において、実施例1及び実施例4と同様或は相当する部分には同一符号を付してその説明を省略する。本実施例においては、ノッチアンテナの配置構成を実施例4と同様とし、外部アンテナである線状アンテナ1を平行なノッチアンテナ20側にこの平行なノッチアンテナ20と平行に近接して配置し、静電結合させている。その他の配置構成は図示省略するが、基板5の構成を除き実施例1と同様である。

【0053】次に動作について説明する。図13は線状アンテナ1を伸長させた状態を示しており、線状アンテナ1を伸長させた状態でも平行なノッチアンテナ20の開放部と線状アンテナ1の内在部とが並行になるよう構成されている。そして、このような構成とした場合にも実施例6と同様な効果が得られる。

【0054】

【発明の効果】以上のように、この発明によれば、給電部に接続された固定状態のノッチアンテナと、給電用の電氣的接触点を有することなくノッチアンテナと静電結合し、この静電結合する位置が自身の移動に応じて変動する可動状態の線状アンテナとを備えたので、線状アンテナとノッチアンテナとの間で無接点的にシフトし、また、線状アンテナとノッチアンテナとの両方が無駄なく動作し、線状アンテナ引き出し状態と収納状態とに応じて最適でしかも広帯域なアンテナ特性が発揮されるう

え、線状アンテナに給電する機械的な切替スイッチが全く不要であり、長期にわたって信頼性の高い動作が期待できるという効果が得られる。

【0055】また、線状アンテナは直線状のアンテナなため、ノッチアンテナとの容量結合の実験、設計が行い易く、シミュレーション精度が高いうえ、ノッチアンテナを使用することにより固定アンテナを一枚基板で構成でき、さらには高周波回路をノッチアンテナと1枚基板で構成することも可能になるから、構成部品が少なくでき、装置の小型化、低コスト化が図れるという効果が得られる。

【0056】また、線状アンテナを可動範囲の任意の位置で保持可能にするアンテナ保持手段を備えたので、線状アンテナを可動範囲の任意の位置で使用することが可能になるという効果が得られる。また、線状アンテナを、その可動範囲の所定位置で静電結合部を起点に $\lambda/2$ 未満の電気長を有する部分と、電氣的に $\lambda/4$ の電気長を有する部分とになるよう構成したので、 $\lambda/4$ の電気長を有する部分のインダクタンス成分と容量成分とによる共振周波数によりノッチアンテナと合わせて2共振となり、使用周波数帯に対してさらに広帯域化が図れるという効果が得られる。

【0057】また、ノッチアンテナを線状アンテナに対し垂直に配置したので、線状アンテナの可動方向に厚みのない配置構成となり、高さ方向の小型化に限界がある携帯用無線機の場合、ノッチアンテナと他の基板等が水平方向に重なって配置されない構成が容易に実現でき、装置全体を大型化することなくノッチアンテナの性能を維持することができるという効果が得られる。

【0058】また、ノッチアンテナを線状アンテナに対し平行に配置したので、線状アンテナの長い区間で静電結合し、高周波の場合には特に線状アンテナとノッチアンテナとの間で電流の誘導がし易くなるという効果が得られる。また、ノッチアンテナを線状アンテナに対し垂直及び平行に配置したので、ノッチアンテナが偏波ダイバーシチーとして機能し、アンテナ性能が向上するうえ、2つのノッチアンテナは基板上のパターンのみで構成でき、さらに高周波回路も同一基板上に構成できるようになるので、精度が高く、安価のものとなる。そして、同一基板上に構成することにより、実装前の設計時点で相互結合や放射パターンの影響の予測や計算が容易にできるようになるという効果が得られる。

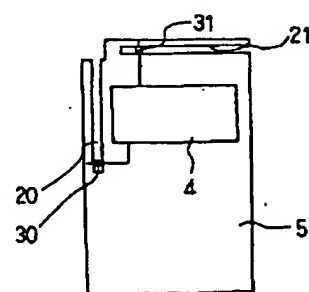
【0059】また、線状アンテナに対し平行に配置されたノッチアンテナの短絡部分と線状アンテナに対し垂直に配置されたノッチアンテナの開放部分とが接近するよう構成したので、平行なノッチアンテナの給電部と垂直なノッチアンテナの給電部とが、共に高さ方向に近く配置されるから、双方の給電部が携帯無線機の他の構成要素の影響を受けないよう該携帯無線機を設計することが容易に実現でき、しかも給電部が無線機の高い位置に集

14

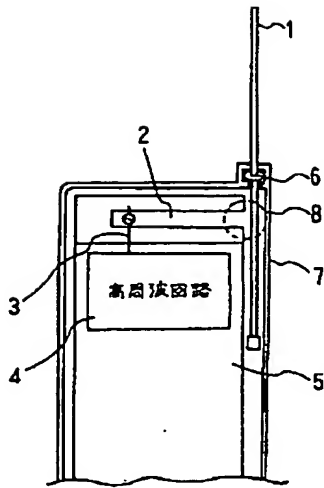
【図5】この発明の実施例3における無線電話機用アンテナ装置を示す部分断面図である。

1 線状アンテナ、2 ノッチアンテナ、3 給電線、
4 高周波回路、5 基板、6 リング、8 静電結合
部、20 平行なノッチアンテナ、21 垂直なノッチ
アンテナ

【图 10】

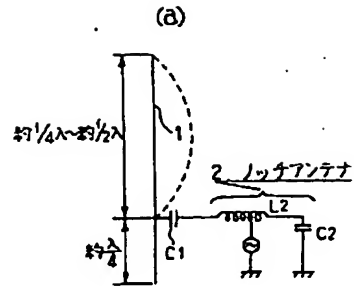


【図1】

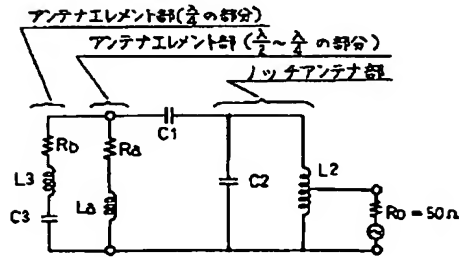


- 1: 線状アンテナ
2: ノッチアンテナ
3: 給電線
5: 基板
6: リング
8: 滑電結合部

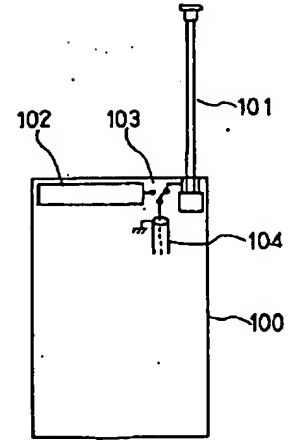
【図4】



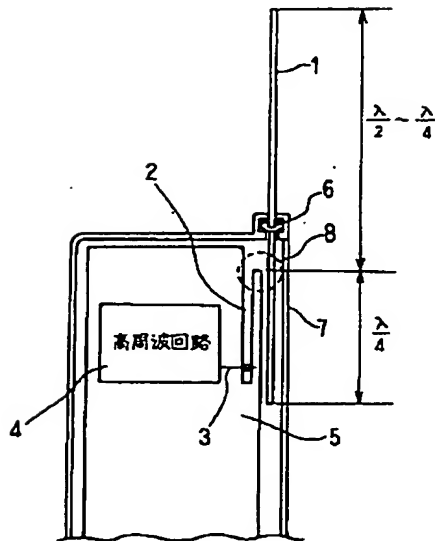
(b)



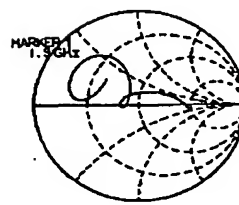
【図14】



【図5】

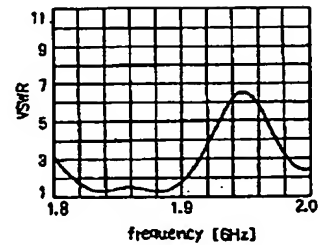


【図6】



スミスチャート

(a) インピーダンス特性



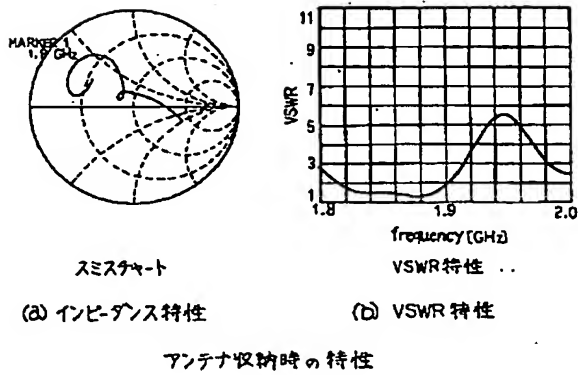
frequency [GHz]

VSWR特性

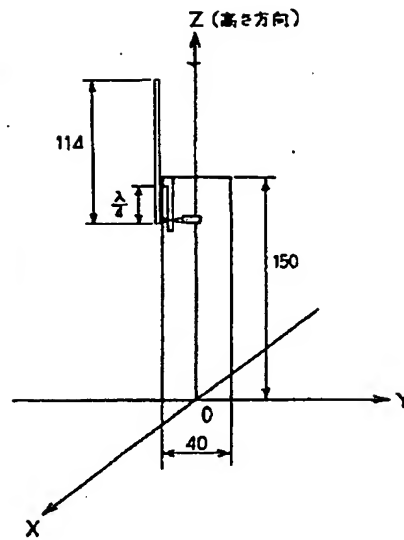
(b) VSWR 特性

アンテナ伸長時の特性

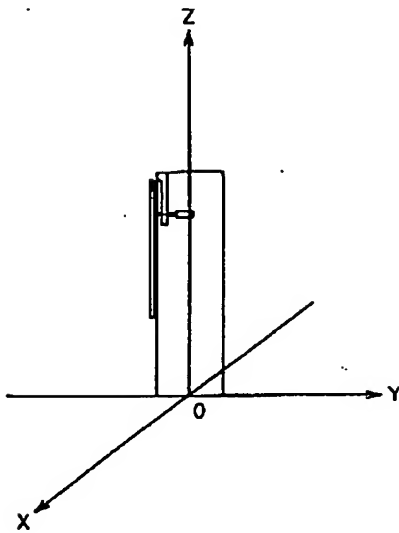
【図7】



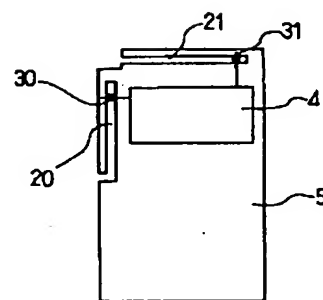
【図8】



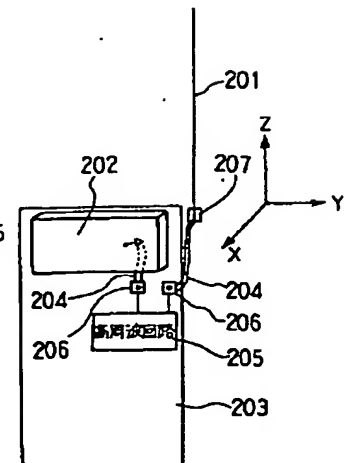
【図9】



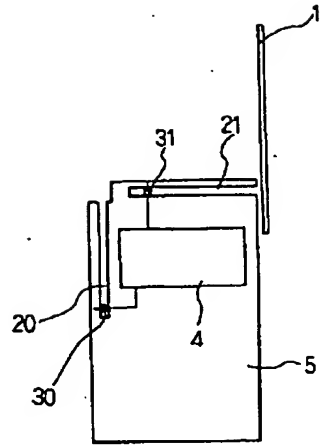
【図11】



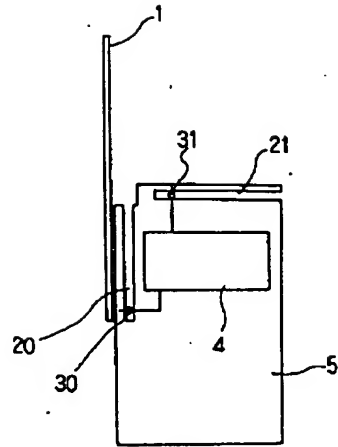
【図15】



【図12】



【図13】



Partial English Translation of
"Chapter 3: MMSE Adaptive Array" in
"Adaptive Signal Processing by Array Antenna
(*array antenna ni yoru tekio shingo shori*)"
by Nobuyoshi KIKUMA

(omitted)

3.1 Basic Principle and Configuration

An adaptive array based on minimum mean square error (MMSE) has developed from an adaptive filter reported by Widrow in the 1960s [1]. Widrow and others applied the concept to the adaptive array, and established a least mean square error algorithm (LMS algorithm), which has been developed by Compton and others [2] [3], and is actively studied also in present days. Since the LMS adaptive array adopting the LMS algorithm is a representative of the MMSE adaptive array, many people refer to the MMSE adaptive array as the "LMS adaptive array."

The MMSE adaptive array is a system for determining an optimal weight by minimizing a difference (an error signal) between a reference signal, which is a desired array response, and an actual array output signal. This scheme has an advantage that adaptive beam forming is performed simultaneously with adaptive null steering, and hence, no restriction is imposed on element arrangement and system configuration. On the other hand, strictly speaking, the scheme requires the desired signal itself as the reference signal. Actually, as there is a background knowledge with regard to a nature of the desired signal (such as a frequency bandwidth, a modulation scheme, or the like), an appropriate reference signal can be obtained by properly processing the array output signal as described later. Therefore, a concept to produce the reference signal on a receiving side, which is a replica of the desired signal, has become realistic. For the sake of convenience, a property can be analyzed, assuming that an adaptive processor knows the nature of a perfect, desired signal.

An error signal $e(t)$ to be minimized, that is, the difference between

a desired array response (reference signal) $r(t)$ and an array output signal $y(t)$, is given in the following equation.

$$e(t) = r(t) - y(t) = r(t) - W^H X(t) \quad (3.1)$$

Therefore, an expected value, that is, a square of the error signal (mean square error) is expressed in the following manner.

$$\begin{aligned} E[|e(t)|^2] &= E[|r(t) - y(t)|^2] = E[|r(t) - W^H X(t)|^2] \\ &= E[|r(t)|^2] - W^T r_{xr}^* - W^H r_{xr} + W^H R_{xx} W \end{aligned} \quad (3.2)$$

Here, r_{xr} represents a correlation vector of the reference signal with an input vector, which is defined in the following equation.

$$r_{xr} \triangleq E[X(t)r^*(t)] \quad (3.3)$$

$$= [E[x_1(t)r^*(t)], E[x_2(t)r^*(t)], \dots, E[x_K(t)r^*(t)]]^T \quad (3.4)$$

What is aimed is to minimize the mean square error of the equation (3.2) by properly selecting a weight vector W . The equation (3.2) is a quadratic function of weight vector W . As correlation matrix R_{xx} is positive definite, an extremum will be the only one minimum value (see Fig. 3.1). Therefore, a value for weight vector W minimizing the mean square error (an optimal weight) can be obtained by setting the gradient with regard to the weight vector in the equation (3.2) to 0, which is shown in an equation below.

$$\nabla_W E[|e(t)|^2] = 0 \quad (3.5)$$

$\nabla_W E[|e(t)|^2]$ in the equation above is the gradient with regard to the weight vector of the mean square error. When a differential operation using a vector is employed, the following equation is obtained.

$$\nabla_W E[|e(t)|^2] = -2r_{xd} + 2R_{xx}W \quad (3.6)$$

Therefore, an optimal weight W_{opt} can be given in the following equation.

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1} r_{xd} \quad (3.7)$$

This is called a "Wiener solution". As described in Chapter 2, correlation matrix R_{xx} is a positive definite matrix, that is, regular. Therefore, correlation matrix R_{xx} has an inverse matrix. When the equation (3.7) is

substituted into the equation (3.2), the mean square error in attaining the optimum is obtained in the equation as shown below.

$$E \left[|e(t)|_{\min}^2 \right] = E \left[|r(t)|^2 \right] - W_{opt}^T r_{xr}^* - W_{opt}^H r_{xr} + W_{opt}^H R_{xx} - W_{opt} \quad (3.8)$$

$$= E \left[|r(t)|^2 \right] - r_{xr}^H R_{xx}^{-1} r_{xr} \quad (3.9)$$

(omitted)

3.2 Method for Optimization

3.2.1 Digital Control

Algorithms for optimization by digital control include the LMS algorithm based on a steepest descent method, a direct method using a sample value (sample matrix inversion: SMI), a recursive least-squares method (RLS algorithm) [4], and the like. The steepest descent method is most common, and is characterized, for example, by reliably reaching a minimum of an evaluation function, as well as having small calculation load. On the other hand, the steepest descent method has a disadvantage that convergence is extremely delayed if angles of arrival of incident waves are close and each wave has a large power ratio [5]. This is called a problem of distribution of an eigenvalue of the correlation matrix (a problem that the eigenvalue widely spreads) [4]. One of the methods to overcome this problem is the SMI method. The SMI method has been avoided due to its large calculation load, however, it has been attracting attention with the development of computers in recent days. In addition, another algorithm for overcoming the problem of distribution of the eigenvalue similar to the SMI method is the RLS algorithm. This is considered as one type of a Kalman filter [6], and can be interpreted as an algorithm combining the steepest descent method and the SMI. In the following, each algorithm will be described.

(a) Steepest Descent Method (LMS Algorithm)

The algorithm for optimization based on the steepest descent method is represented in the following manner.

$$W(m+1) = W(m) - \frac{\mu}{2} \nabla_w E[|e(m)|^2] \quad (3.21)$$

Here, μ represents a step size for adjusting a ratio for updating the weight. From the equation (3.6), $\nabla_w E[|e(m)|^2]$ is represented in the following manner.

$$\begin{aligned} \nabla_w E[|e(m)|^2] &= -2r_{xd} + 2R_{xx}W(m) \\ &= -2E[X(m)r^*(m)] + 2E[X(m)X^H(m)]W(m) \\ &= -2E[X(m)\{r^*(m) - X^H(m)W(m)\}] \\ &= -2E[X(m)\{r^*(m) - y^*(m)\}] \\ &= -2E[X(m)e^*(m)] \end{aligned} \quad (3.22)$$

When this is substituted into the equation (3.21), an equation shown below is obtained.

$$W(m+1) = W(m) + \mu E[X(m)e^*(m)] \quad (3.23)$$

Assume that, in the equation above, the weight is updated with one sample except for the ensemble average operation. Then, an equation below is obtained.

$$W(m+1) = W(m) + \mu X(m)e^*(m) \quad (3.24)$$

In addition, assume that, instead of the ensemble average, a finite number (J) of sampling values are averaged. Then, the equation (3.23) is represented in the following manner.

$$W(m+1) = W(m) + \mu \left[\frac{1}{J} \sum_{i=1}^J X_i(m)e_i^*(m) \right] \quad (3.25)$$

In this case, for one weight updating, J (1 block) sampling values of the error signals and the input vectors are required. Here, $X_i(m)$ and $e_i(m)$ represent an i th sample in a sample block obtained after updating the weight m times.

A value for step size μ should satisfy a condition below, from a convergence condition [1] [6].

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (3.26)$$

Here, λ_{\max} is a maximum eigenvalue of correlation matrix R_{xx} (see Appendix B).

(omitted)

(c) RLS Algorithm

The RLS algorithm (Baird's algorithm [4]) is similar to the SMI method in estimating correlation matrix using a sample value of the input. On the other hand, it is also similar to the steepest descent method in successively updating the weight.

The RLS algorithm directly minimizes a root sum of an exponentially weighted error as shown in the following equation, using all input samples up to the present time point.

$$\hat{Q}(m) = \sum_{i=1}^m \alpha^{m-i} |e(i)|^2 \quad (3.34)$$

$$e(i) = r(i) - y(i) = r(i) - W^H X(i) \quad (3.35)$$

Here, α is a weighting constant, which is larger than 0 and not larger than 1 ($0 < \alpha \leq 1$). Assuming that the gradient vector with regard to W in this equation (3.34) is set 0, the least square solution is obtained as shown in the following equation.

$$W(m) = R_{xx}^{-1}(m) r_x(m) \quad (3.36)$$

$$R_{xx}(m) = \sum_{i=1}^m \alpha^{m-i} X(i) X^H(i) \quad (3.37)$$

$$r_x(m) = \sum_{i=1}^m \alpha^{m-i} X(i) r^*(i) \quad (3.38)$$

This manner is the same as the direct method with the SMI described above. The Baird's algorithm (what is called the "RLS algorithm") does not use the direct method, but uses a successive method to obtain the weight in the following manner. First, when $\chi(m)$, $R(m)$ and A_m are assumed as below,

$$\chi(m) \triangleq [X(1), X(2), \dots, X(m)] \quad (3.39)$$

$$R(m) \triangleq [r(1), r(2), \dots, r(m)]^T \quad (3.40)$$

$$A(m) \triangleq \text{diag} \{ \alpha^{m-1}, \alpha^{m-2}, \dots, \alpha, 1 \}$$

$$= \begin{bmatrix} \alpha^{m-1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \alpha^{m-2} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

the equation (3.36) is represented as below.

$$W(m) = \left[\chi(m) A_m \chi^H(m) \right]^{-1} \chi(m) A_m R^*(m) \quad (3.42)$$

Therefore, in the next step $m+1$, the weight is obtained as shown in the following equation.

$$W(m+1) = \left[\chi(m+1) A_{m+1} \chi^H(m+1) \right]^{-1} \times \chi(m+1) A_{m+1} R^*(m+1) \quad (3.43)$$

Here, if a relational expression as below is used,

$$\chi(m+1) = \left[\chi(m) \quad X(m+1) \right] \quad (3.44)$$

$$A_{m+1} = \begin{bmatrix} \alpha A_m & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

$$R(m+1) = \begin{bmatrix} R(m) \\ r(m+1) \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

a recurrence formula shown below is obtained.

$$\begin{aligned} & \chi(m+1) A_{m+1} \chi^H(m+1) \\ &= \left[\chi(m) \quad X(m+1) \right] \begin{bmatrix} \alpha A_m & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \chi^H(m) \\ X^H(m+1) \end{bmatrix} \\ &= \alpha \chi(m) A_m \chi^H(m) + X(m+1) X^H(m+1) \end{aligned} \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned} & \chi(m+1) A_{m+1} R^*(m+1) \\ &= \left[\chi(m) \quad X(m+1) \right] \begin{bmatrix} \alpha A_m & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R^*(m) \\ r^*(m+1) \end{bmatrix} \\ &= \alpha \chi(m) A_m R^*(m) + X(m+1) r^*(m+1) \end{aligned} \quad (3.48)$$

When this is substituted into the equation (3.43), and organized with a

matrix formula (3.32), relations in the following are obtained (derivation is to be attempted as an exercise) [4] [8].

$$W(m+1) = W(m) + \gamma R_{xx}^{-1}(m) X(m+1) e^*(m+1) \quad (3.49)$$

$$R_{xx}(m) = \chi(m) A_m \chi^H(m) \quad (3.50)$$

$$e(m+1) = r(m+1) - W^H(m) X(m+1) \quad (3.51)$$

$$\gamma = \frac{1}{\alpha + X^H(m+1) R_{xx}^{-1}(m) X(m+1)} \quad (3.52)$$

This is the RLS algorithm. Correlation matrix $R_{xx}(m)$ in this case is obtained by time-average of exponential weighting, which can be represented also with the recurrence formula below.

$$\begin{cases} R_{xx}(0) = \delta I \\ R_{xx}(m) = \alpha R_{xx}(m-1) + X(m) X^H(m) \quad (m = 1, 2, 3, \dots) \end{cases} \quad (3.53)$$

Here, δ is a positive constant. Therefore, when the inverse matrix formula (3.32) is applied to the equation (3.53), $R_{xx}^{-1}(m)$ is obtained as in the following equation.

$$\begin{cases} R_{xx}^{-1}(0) = \delta^{-1} I \quad (m = 0) \\ R_{xx}^{-1}(m) = \frac{1}{\alpha} R_{xx}^{-1}(m-1) \\ \quad - \frac{R_{xx}^{-1}(m-1) X(m) X^H(m) R_{xx}^{-1}(m-1)}{\alpha^2 + \alpha X^H(m) R_{xx}^{-1}(m-1) X(m)} \end{cases} \quad (3.54)$$

$(m = 1, 2, 3, \dots)$

As can be seen from the equation (3.49), the correlation matrix requires only the inverse matrix thereof. Therefore, in the normal RLS algorithm, $R_{xx}^{-1}(m)$ is updated in accordance with the equation above.

It is to be noted that an algorithm for optimization using the Kalman filter has also been studied. See references [9] [10] for details.

(omitted)

September 20, 1998
Nobuyoshi KIKUMA
K.K. KAGAKU GIJUTSU SHUPPAN

アレーアンテナによる適応信号処理

工学博士 菊間 信良 著

科学技術出版

目次

第1章 はじめに	1
第2章 アダプティブアレーの基本原理と解析モデル	13
2.1 アレーアンテナの基本特性	13
2.2 アダプティブアレーの概要	17
2.3 解析モデル — 複素表示法と各種パラメータの定義 —	21
2.4 デジタル制御のための信号表現	31
2.5 アダプティブアレーの構成法	33
第3章 MMSE アダプティブアレー	35
3.1 基本原理と構成	35
3.2 最適化手法	40
3.2.1 デジタル制御	40
3.2.2 アナログ制御	56
3.3 基本特性	58
3.4 適用領域と参照信号	62
3.5 移動通信への適用	64
第4章 MSN アダプティブアレー	67
4.1 基本原理と構成	67
4.2 最適化手法	74
4.2.1 アナログ制御	74
4.2.2 デジタル制御	76
4.3 基本特性	84
第5章 DCMP アダプティブアレー	87
5.1 拘束条件と最適ウェイト	88

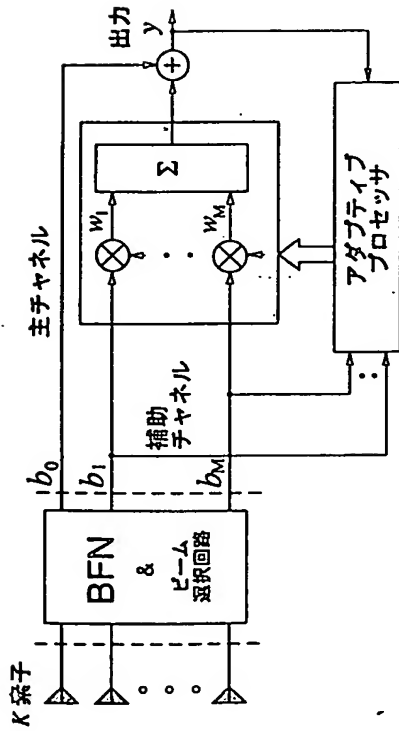


図 2.12: K 素子ビームスペースアダプティブアレイ (ビーム出力数: $M+1 \leq K$)

参考文献

- [1] R.S.Elliott: "Antenna Theory and Design," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey (1981).
- [2] P.W. Howells: "Intermediate Frequency Sidelobe Canceller," U.S.Patent No.3202990 (Aug. 1965).
- [3] 石崎, 鷹尾: "マルチタックアダプティブアレイによる広帯域妨害波の除去," 信学技報, A-P81-140 (1982).
- [4] 石崎, 鷹尾: "広帯域所望信号に対するアダプティブ・アレイの拘束法," 信学技報, A-P82-87 (1982).

第3章 MMSEアダプティブアレイ

3.1 基本原理と構成

最小2乗誤差法 (MMSE) に基づくアダプティブアレイは 1960 年代に Widrow によって報告されたアダプティブフィルタから発展した [1]. Widrow はその概念をアダプティブアレイに応用し最小平均2乗誤差アルゴリズム (LMS アルゴリズム) を確立した. その後, Compton らにより発展され [2][3], 現在も盛んに研究が行われている. この LMS アルゴリズムを採用した LMS アダプティブアレイが MMSE アダプティブアレイの代表的なものであるため, MMSE アダプティブアレイを LMS アダプティブアレイと呼ぶ人も多い.

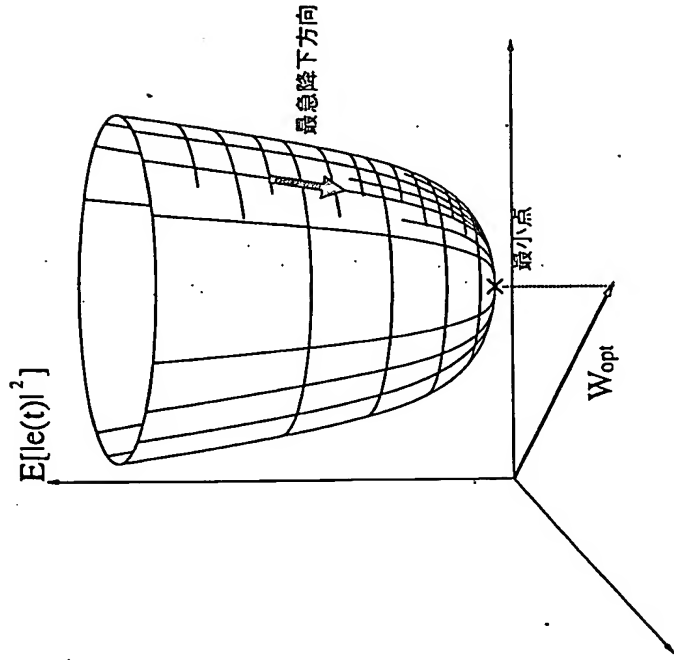
MMSE アダプティブアレイは所望のアレイ応答である参照信号と実際のアレイ出力信号との差 (誤差信号) を最小にすることによって最適なウエイトを決定するシステムである. この方式はアダプティブマルチステアリングと同時にアダプティブビームフォーミングを行い, そのために素子配列やシステム構成に制約を受けないという長所がある反面, 参照信号として厳密には所望信号そのものを必要とするという矛盾がある. 実際には, 所望信号の性質 (周波数帯域, 変調方式等) に関する予備知識があるので, 後述するようにアレイ出力信号を適当に処理することによって適切な参照信号を得ることができる. したがって, 受信側で所望信号のレプリカである参照信号をつくるという概念は現実的な手段となり, 便宜上, アダプティブプロセッサが完全な所望信号の性質を知っているとして特性の解析を進めることができる.

最小化の対象となる誤差信号 $e(t)$, すなわち, 所望のアレイ応答 (参照信号) $r(t)$ と実際のアレイ出力信号 $y(t)$ との差は次式で与えられる.

$$e(t) = r(t) - y(t) = r(t) - W^H X(t) \quad (3.1)$$

それ故, 誤差信号の2乗の期待値 (平均2乗誤差) は次のように表される.

$$E[|e(t)|^2] = E[|r(t) - y(t)|^2] = E[|r(t) - W^H X(t)|^2]$$

図 3.1: 評価関数 $E[|e(t)|^2]$ の曲面 (surface) 形状

$$= E[|r(t)|^2] - W^T \tau_{xr} - W^H \tau_{xr} + W^H R_{xx} W \quad (3.2)$$

ここに、 τ_{xr} は参照信号と入力ベクトルとの間の相関ベクトルであり、次式で定義される。

$$\tau_{xr} \triangleq E[X(t)r^*(t)] \quad (3.3)$$

$$= [E[x_1(t)r^*(t)], E[x_2(t)r^*(t)], \dots, E[x_K(t)r^*(t)]]^T \quad (3.4)$$

ウェイトベクトル W を適切に選ぶことによって式 (3.2) の平均 2 乗誤差を最小にするのが目的である。式 (3.2) はウェイトベクトル W の 2 次関数であり、相関行列 R_{xx} が正定値であるので極値が唯一の最小値となる (図 3.1 参照)。それ故、平均 2 乗誤差を最小にするウェイトベクトル W の値 (最適ウェイト) は式 (3.2) のウェイトベクトルに関する勾配を零とおく、すなわち、

$$\nabla_W E[|e(t)|^2] = 0 \quad (3.5)$$

によって求めることができる。上式中の $\nabla_W E[|e(t)|^2]$ は平均 2 乗誤差のウェイトベクトルに関する勾配であり、ベクトルによる微分演算法[†]を用いると

$$\nabla_W E[|e(t)|^2] = -2\tau_{xd} + 2R_{xx}W \quad (3.6)$$

と得られるので最適ウェイト W_{opt} は次式で与えられる。

$$W_{opt} = R_{xx}^{-1}\tau_{xd} \quad (3.7)$$

これはウィーナ (Wiener) 解と呼ばれる。第 2 章で説明したように、相関行列 R_{xx} は正定値行列であるので正則であり、逆行列が存在する。式 (3.7) を式 (3.2) に代入することによって最適時の平均 2 乗誤差が次式のように得られる。

$$\begin{aligned} E[|e(t)|^2]_{min} &= E[|r(t)|^2] - W_{opt}^T \tau_{xr}^* \\ &\quad - W_{opt}^H \tau_{xr} + W_{opt}^H R_{xx} W_{opt} \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$= E[|r(t)|^2] - \tau_{xr}^H R_{xx}^{-1} \tau_{xr} \quad (3.9)$$

例題 3.1

等方性の 2 素子からなる MMSE アダプティブアレーを考えよう。図 3.2 のように、所望波は搬送周波数 f の狭帯域信号 $s(t)$ で、ブロードサイド方向から測って θ_s の方向から到来し、不要波 (非相関性干渉波) は同じ搬送波周波数の狭帯域信号 $u(t)$ で θ_u から入射するとする。素子間隔 d は周波数 f に対して半波長、すなわち $d = \lambda/2 = c/(2f)$ であるとする。また、参照信号 $r(t)$ は $r(t) = s(t)$ であるとする。このとき、入力ベクトル $X(t)$ は

$$\begin{aligned} X(t) &= s(t) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_s) \end{bmatrix} + u(t) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_u) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$= s(t) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\pi \sin \theta_s) \end{bmatrix} + u(t) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\pi \sin \theta_u) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(t) \\ n_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

[†] 複素ベクトルによる微分演算法は付録 A を参照されたい。

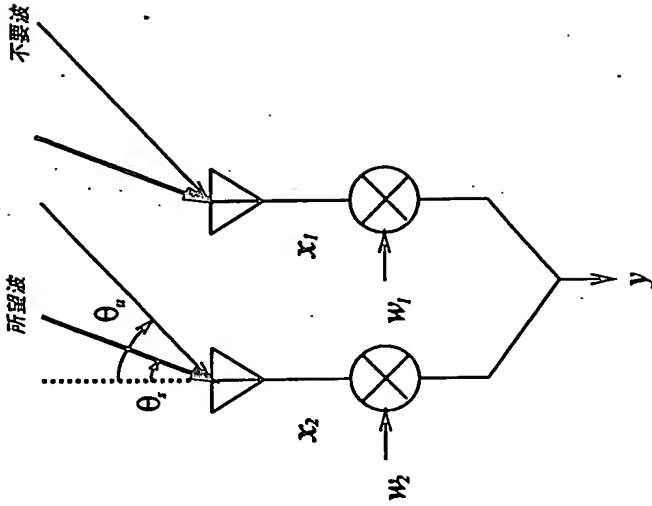


図 3.2: 2素子アダプティブアレー (MMSE)

と表される。ただし、 $n_1(t)$ と $n_2(t)$ はそれぞれ素子1, 素子2における内部雑音である。相関行列はそれぞれその相関特性から次式のように得られる。

$$\begin{aligned}
 R_{xx} &= E[X(t)X^H(t)] \\
 &= P_s \begin{bmatrix} 1 & \exp(j\pi \sin \theta_s) \\ \exp(-j\pi \sin \theta_s) & 1 \end{bmatrix} \\
 &\quad + P_u \begin{bmatrix} 1 & \exp(j\pi \sin \theta_u) \\ \exp(-j\pi \sin \theta_u) & 1 \end{bmatrix} \\
 &\quad + P_n \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.12) \\
 &= \begin{bmatrix} P_s + P_u + P_n & P_s \exp(j\pi \sin \theta_s) + P_u \exp(j\pi \sin \theta_u) \\ P_s \exp(-j\pi \sin \theta_s) + P_u \exp(-j\pi \sin \theta_u) & P_s + P_u + P_n \end{bmatrix} \quad (3.13)
 \end{aligned}$$

ここに、 $P_s = E[|s(t)|^2]$, $P_u = E[|u(t)|^2]$, $P_n = E[|n_1(t)|^2] = E[|n_2(t)|^2]$ であり、それぞれ、所望波、不要波、内部雑音の入力電力を表す。また相関ベクトル r_{xr} は

$$r_{xr} = E[X(t)r^*(t)] = P_s \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\pi \sin \theta_s) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

となる。したがって、式(3.7)の最適ウェイト W_{opt} は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 W_{opt} &= R_{xx}^{-1} r_{xr} \\
 &= \begin{bmatrix} P_s + P_u + P_n & P_s \exp(j\pi \sin \theta_s) + P_u \exp(j\pi \sin \theta_u) \\ P_s \exp(-j\pi \sin \theta_s) + P_u \exp(-j\pi \sin \theta_u) & P_s + P_u + P_n \end{bmatrix}^{-1} \\
 &\quad \times P_s \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\pi \sin \theta_s) \end{bmatrix} \quad (3.15) \\
 &= a \begin{bmatrix} P_s + P_u + P_n & -P_s \exp(j\pi \sin \theta_s) - P_u \exp(j\pi \sin \theta_u) \\ -P_s \exp(-j\pi \sin \theta_s) - P_u \exp(-j\pi \sin \theta_u) & P_s + P_u + P_n \end{bmatrix} \\
 &\quad \times \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\pi \sin \theta_s) \end{bmatrix} \quad (3.16)
 \end{aligned}$$

$$a \triangleq \frac{P_s}{(P_s + P_u + P_n)^2 - |P_s \exp(j\pi \sin \theta_s) + P_u \exp(j\pi \sin \theta_u)|^2} \quad (3.17)$$

例えば、 $P_s = P_u = 1$, $P_n = 0.01$, $\theta_s = 30^\circ$, $\theta_u = -60^\circ$ のとき、式(3.16)は次のように計算される。

$$W_{opt} = \begin{bmatrix} 0.4965 - j0.3194 \\ 0.3194 - j0.4965 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

そして電力指向性関数 $D_p(\theta)$ は

$$D_p(\theta) \triangleq \frac{1}{2} |W_{opt}^H V(\theta)|^2 \quad (3.19)$$

$$V(\theta) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\pi \sin \theta) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

で表され、dB 表示による指向性パターンは図 3.3 のようになる。

(例題 3.1 終)

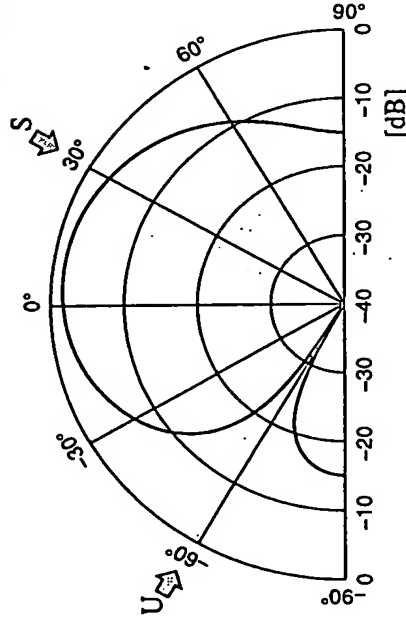


図 3.3: 2素子 MMSE アダプティブアレーの指向性パターン (所望波: 30°, 不要波: -60°, SIR=0dB, SNR=20dB)

3.2 最適化手法

3.2.1 デジタル制御

デジタル制御による最適化アルゴリズムには、最急降下法に基づく LMS アルゴリズムと、サンプル値を用いた直接解法 (sample matrix inversion: SMI), さらに再帰的最小二乗法 (Recursive Least-Squares: RLS アルゴリズム) [4] などがある。最急降下法はもともと一般的であり、確実に評価関数の最小点にたどりつくこと、計算負荷も小さいことなどが特長である。しかし、最急降下法は入射波の到来角が接近していたり、各波の電力比が大きい場合、収束が極端に遅くなるという欠点がある [5]。これは相関行列の固有値分散の問題 (固有値の広がりが大きくなる問題) と呼ばれている [4]。この問題を克服する方法の一つが SMI 方式である。SMI 方式は計算負荷が大きいことから従来敬遠されがちであったが、近年のコンピュータの発達にともなって注目されるようになった。また、SMI 方式と同様に固有値分散問題を克服するもう一つのアルゴリズムが RLS アルゴリズムである。これはカルマンフィルタ [6] の一種と考えられ、最急降下法と SMI の複合的なアルゴリズムとも解釈できる。以下、各アルゴリズムについて述べていく。

(a) 最急降下法 (LMS アルゴリズム)

最急降下法に基づく最適化アルゴリズムは次のように表される。

$$W(m+1) = W(m) - \frac{\mu}{2} \nabla_w E [|e(m)|^2] \quad (3.21)$$

ここに、 μ はステップサイズで、ウェイト更新の割合を調整する。式 (3.6) より $\nabla_w E [|e(m)|^2]$ は次のように表される。

$$\begin{aligned} \nabla_w E [|e(m)|^2] &= -2r_d + 2R_{xx} W(m) \\ &= -2E[X(m)r^*(m)] + 2E[X(m)X^H(m)]W(m) \\ &= -2E[X(m)\{r^*(m) - X^H(m)W(m)\}] \\ &= -2E[X(m)\{r^*(m) - y^*(m)\}] \\ &= -2E[X(m)e^*(m)] \end{aligned} \quad (3.22)$$

これを式 (3.21) に代入すると

$$W(m+1) = W(m) + \mu E[X(m)e^*(m)] \quad (3.23)$$

が得られる。上式においてアンサンブル平均演算を除き、1 回のサンプルでウェイト更新するとすると

$$W(m+1) = W(m) + \mu X(m)e^*(m) \quad (3.24)$$

が得られる。また、アンサンブル平均の代わりに有限個 (J 個) のサンプル値の平均をとるとすると、式 (3.23) は

$$W(m+1) = W(m) + \mu \left[\frac{1}{J} \sum_{i=1}^J X_i(m)e_i^*(m) \right] \quad (3.25)$$

となる。ただし、この場合、1 回のウェイト更新に入力ベクトル、誤差信号のサンプル値が J 個 (1 ブロック) 必要となる。そして、 $X_i(m)$, $e_i(m)$ は、 m 回ウェイト更新後に得られるサンプルブロックの第 i サンプルを意味している。ステップサイズ μ の値は収束条件から

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (3.26)$$

を満たさなければならない [1][6]。ここに、 λ_{\max} は相関行列 R_{xx} の最大固有値である (付録 B 参照)。

(b) SMIによる直接解法

SMIは、サンプリングされた入力データから相関行列、相関ベクトルを推定し、閉形式で与えられている最適ウェイトの理論式に代入することによって直接、ウェイトの最適値を求める方法である。相関行列の推定のためのアルゴリズムは一般に次式で与えられる。

$$\begin{cases} R_{xx}(0) = \delta I & (\delta: \text{正定数}) \\ R_{xx}(m) = \beta R_{xx}(m-1) + (1-\beta)X(m)X^H(m) & (m=1, 2, \dots) \end{cases} \quad (3.27)$$

ここに、 I は単位行列である。また、 β は $0 < \beta < 1$ を満たす実数パラメータ（忘却係数）であり、推定の時定数をコントロールする。もし、 $1-\beta=1/m$ であるならば、式(3.27)は

$$R_{xx}(m) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m X(i)X^H(i) \quad (3.28)$$

とかけ、相関行列が $X(i)X^H(i)$ ($i=1, 2, \dots, m$) の一様平均によって推定されることを意味している。これに対して、 m にかかわらず β が一定値であるならば、式(3.27)は

$$R_{xx}(m) = \beta^m R_{xx}(0) + (1-\beta) \sum_{i=1}^m \beta^{m-i} X(i)X^H(i) \quad (3.29)$$

$$(m=1, 2, \dots)$$

と変形でき、古いデータサンプル値ほど相関行列に対する寄与が指数関数的に小さくなっていくことがわかる。したがって、後者のアルゴリズムは時間的に変化していく非定常的な電波環境の場合に適している。

一方、相関ベクトルも同様にして次のように推定することができる。

$$\begin{cases} r_{xr}(1) = X(1)r^*(1) \\ r_{xr}(m) = \beta r_{xr}(m-1) + (1-\beta)X(m)r^*(m) & (m=2, 3, \dots) \end{cases} \quad (3.30)$$

これを式(3.7)に代入して最適ウェイトを得る。すなわち、

$$W_{opt}(m) = R_{xx}^{-1}(m)r_{xr}(m) \quad (m=1, 2, \dots) \quad (3.31)$$

もし、 $R_{xx}(m)$ の推定が悪く、特異行列的になる場合は、不要波除去特性に影響を与えない程度に式(3.27)の初期値 $R_{xx}(0)$ の δ を大きくしたり、逆行列 $R_{xx}^{-1}(m)$ を求めるたびに、その対角成分に、正の微小量を足し込んで正則にする方法がよく用いられる[7]。

ところで、上述のSMI方式では、相関行列の逆行列を計算しなければならぬ。そこで、この計算を省くために式(3.27)の両辺を逆行列公式

$$(A + ZZ^H)^{-1} = A^{-1} - \frac{A^{-1}ZZ^HA^{-1}}{1 + Z^HA^{-1}Z} \quad (3.32)$$

(A : 正則行列, Z : A と等しい次元のベクトル)

を用いて逆行列化してみると、次式で表される R_{xx}^{-1} に関する漸化式を得る[7]。

$$\begin{cases} R_{xx}^{-1}(0) = \delta^{-1}I \\ R_{xx}^{-1}(m) = \frac{1}{\beta} R_{xx}^{-1}(m-1) \\ \quad - \frac{(1-\beta)R_{xx}^{-1}(m-1)X(m)X^H(m)R_{xx}^{-1}(m-1)}{\beta^2 + \beta(1-\beta)X^H(m)R_{xx}^{-1}(m-1)X(m)} \end{cases} \quad (3.33)$$

$$(m=1, 2, \dots)$$

こうして、式(3.27)の代わりに上式を用いれば、 R_{xx}^{-1} を膨大な逆行列演算によって求める必要がなくウェイト計算に費やされる全時間が短縮される。

(c) RLS アルゴリズム

RLS アルゴリズム (Baird's algorithm[4]) は入力サンプル値を用いて相関行列を推定していく点では、SMI方式と似ている。一方、ウェイトを逐次更新していく点では最急降下法にも似ている。

さてRLS アルゴリズムは現時点までの全ての入力サンプルを用いて、次のような指数重み付誤差の2乗和を直接最小化する。

$$\hat{Q}(m) = \sum_{i=1}^m \alpha^{m-i} |e(i)|^2 \quad (3.34)$$

$$e(i) = r(i) - y(i) = r(i) - W^H X(i) \quad (3.35)$$

ここに、 α は $0 < \alpha \leq 1$ の重み付け定数である。この式(3.34)の W に関する勾配ベクトルをゼロと置いて最小2乗解が次式のように得られる。

$$W(m) = R_{xx}^{-1}(m)r_{xr}(m) \quad (3.36)$$

$$R_{xx}(m) = \sum_{i=1}^m \alpha^{m-i} X(i) X^H(i) \quad (3.37)$$

$$\tau_{xr}(m) = \sum_{i=1}^m \alpha^{m-i} X(i) r^*(i) \quad (3.38)$$

この形は、上述の SMI による直接解法と同じである。Baird のアルゴリズム (いわゆる RLS アルゴリズム) では直接解法方式を用いず逐次方式で以下のよ うにウエイトを求める。まず、

$$X(m) \triangleq [X(1), X(2), \dots, X(m)] \quad (3.39)$$

$$R(m) \triangleq [\tau(1), \tau(2), \dots, \tau(m)]^T \quad (3.40)$$

$$A_m \triangleq \text{diag}\{\alpha^{m-1}, \alpha^{m-2}, \dots, \alpha, 1\}$$

$$= \begin{bmatrix} \alpha^{m-1} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & \alpha^{m-2} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \alpha & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

とおくと、式 (3.36) は

$$W(m) = [X(m) A_m X^H(m)]^{-1} X(m) A_m R^*(m) \quad (3.42)$$

と表される。したがって、次のステップ $m+1$ ではウエイトは次式となる。

$$W(m+1) = [X(m+1) A_{m+1} X^H(m+1)]^{-1} \\ \times X(m+1) A_{m+1} R^*(m+1) \quad (3.43)$$

ここで、

$$X(m+1) = [X(m) \quad X(m+1)] \quad (3.44)$$

$$A_{m+1} = \begin{bmatrix} \alpha A_m & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

$$R(m+1) = \begin{bmatrix} R(m) \\ \tau(m+1) \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

という関係式を用いると、次式の漸化式が得られる。

$$\begin{aligned} X(m+1) A_{m+1} X^H(m+1) \\ = [X(m) \quad X(m+1)] \begin{bmatrix} \alpha A_m & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X^H(m) \\ X^H(m+1) \end{bmatrix} \\ = \alpha X(m) A_m X^H(m) + X(m+1) X^H(m+1) \end{aligned} \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned} X(m+1) A_{m+1} R^*(m+1) \\ = [X(m) \quad X(m+1)] \begin{bmatrix} \alpha A_m & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R^*(m) \\ r^*(m+1) \end{bmatrix} \\ = \alpha X(m) A_m R^*(m) + X(m+1) r^*(m+1) \end{aligned} \quad (3.48)$$

これらを式 (3.43) に代入し、行列公式 (3.32) を用いて整理すると

$$W(m+1) = W(m) + \gamma R_{xx}^{-1}(m) X(m+1) e^*(m+1) \quad (3.49)$$

$$R_{xx}(m) = X(m) A_m X^H(m) \quad (3.50)$$

$$e(m+1) = \tau(m+1) - W^H(m) X(m+1) \quad (3.51)$$

$$\gamma = \frac{1}{\alpha + X^H(m+1) R_{xx}^{-1}(m) X(m+1)} \quad (3.52)$$

となる (導出は練習問題としてやってみるとよい) [4][8]。これが、RLS アルゴリズムである。この場合の相関行列 $R_{xx}(m)$ は、指数重み付けの時間平均によつて得られ、これも漸化式によって

$$\begin{cases} R_{xx}(0) = \delta I \\ R_{xx}(m) = \alpha R_{xx}(m-1) + X(m) X^H(m) \end{cases} \quad (m=1, 2, 3, \dots) \quad (3.53)$$

と表される。ただし、 δ は正定数である。したがって、 $R_{xx}^{-1}(m)$ は、式 (3.53) に逆行列公式 (3.32) を適用して次式のように得られる。

$$\begin{cases} R_{xx}^{-1}(0) = \delta^{-1} I & (m=0) \\ R_{xx}^{-1}(m) = \frac{1}{\alpha} R_{xx}^{-1}(m-1) \end{cases}$$

$$-\frac{R_{xx}^{-1}(m-1)X(m)X^H(m)R_{xx}^{-1}(m-1)}{\alpha^2 + \alpha X^H(m)R_{xx}^{-1}(m-1)X(m)} \quad (3.54)$$

$$(m = 1, 2, 3, \dots)$$

式(3.49)を見てわかるように、相関行列はその逆行列のみが必要である。それ故、通常のRLSアルゴリズムでは上式に従って $R_{xx}^{-1}(m)$ を更新する。

なお、カルマンフィルタを用いた最適化アルゴリズムの検討も行われており、詳細は文献[9][10]を参照されたい。

例題 3.2

等方性の2素子からなるMMSEアダプティブアレーの最適化を行ってみる。使用するアルゴリズムはLMSアルゴリズムとRLSアルゴリズムである。例題3.1の図3.2のように、所望波信号が $s(m)$ で、ブロードサイド方向から測って θ_s の方向から到来し、不要波は所望波と同じ搬送波周波数の信号 $u(m)$ で、 θ_u の方向から入射するとする。素子間隔 d は搬送波周波数に対して半波長 $(\lambda/2)$ であるとする。また、参照信号 $r(m)$ は $r(m) = s(m)$ であるとする。このとき、入力ベクトルのサンプリング値 $X(m)$ は

$$X(m) = s(m) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_s) \end{bmatrix} + u(m) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_u) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(m) \\ n_2(m) \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

$$= s(m) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\pi \sin \theta_s) \end{bmatrix} + u(m) \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j\pi \sin \theta_u) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(m) \\ n_2(m) \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

と表される。ただし、 $n_1(m)$ と $n_2(m)$ はそれぞれ素子1、素子2における独立な内部雑音である。ここでは、 $s(m)$ と $u(m)$ を次のように与える。

$$s(m) = \sqrt{P_s} \exp(j\phi_s(m)) \quad (\phi_s(m) : [0, 2\pi) \text{ の一様乱数}) \quad (3.57)$$

$$u(m) = \sqrt{P_u} \exp(j\phi_u(m)) \quad (\phi_u(m) : [0, 2\pi) \text{ の一様乱数}) \quad (3.58)$$

ここに、 P_s と P_u はそれぞれ所望波、不要波の入力電力である。また、 $n_1(m)$ と $n_2(m)$ は平均ゼロ、分散 P_n (=雑音電力)の複素ガウス過程に従うとする。なお、所望波と不要波を無相関にするため $\phi_s(m)$ と $\phi_u(m)$ は独立に発生させる。

$P_s = P_u = 1$, $P_n = 0.01$, $\theta_s = 30^\circ$, $\theta_u = -60^\circ$ の場合においてLMSアルゴリズムを用いたときの2乗誤差の期待値 $E[e(m)^2]$ の変化の様子を図3.4に示す。初期ウエイトは $W(0) = [1 \ 0]^T$ とし、ステップサイズ μ は、0.01, 0.03, 0.05, 0.07と変化した。図3.4より、ステップサイズが大きいと収束

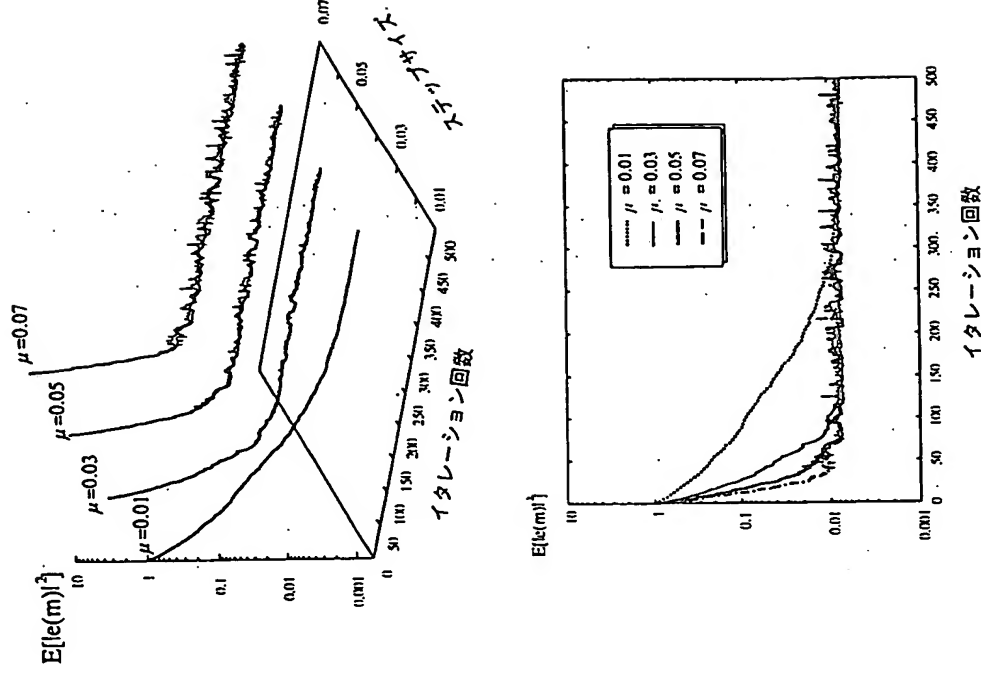


図 3.4: LMS アルゴリズムによる 2 乗誤差の変化 (例題 3.2: 2 素子アレー)

は速いが、収束後の安定性が悪いことがわかる。すなわち、安定性（定常特性の良さ）と高速応答性（過渡特性の良さ）は相反するものであり、アダプティブアレーを考えるとときには、常に問題になる。また、図 3.5 に $\mu = 0.01$ のときの指向性パターンの変化を示す。100 イタレーション後から 500 イタレーション後まで、100 回毎のパターンを図示している。ウェイト更新と共に、 -60° 方向にヌルが形成されていく様子がわかる。

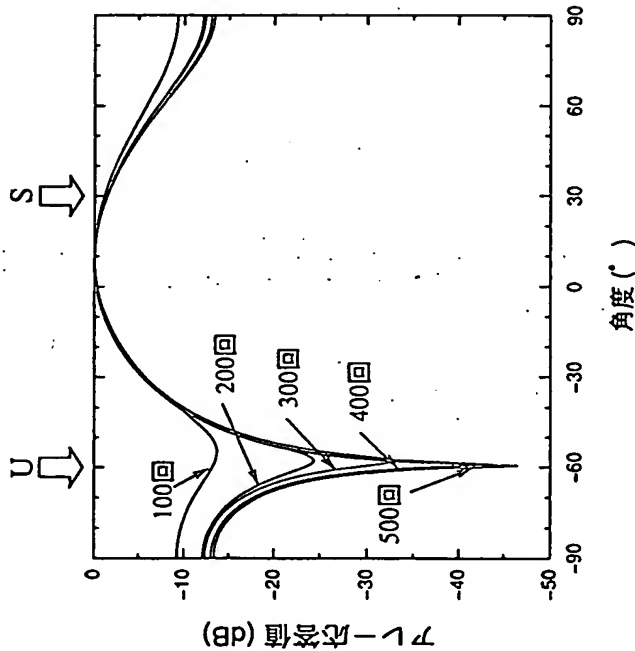


図 3.5: LMS アルゴリズムによる 100 イタレーション後から 500 イタレーション後までの指向性パターンの変化 (例題 3.2: 2 素子アレー)

次に、RLS アルゴリズムによる同様の変化を図 3.6 に示す。やはり初期ウェイトは $W(0) = [1 \ 0]^T$ とした。また $\delta = 1$ とし、重み付け定数 (忘却係数) α は $\alpha = 1$ および $\alpha = 0.9$ としてウェイト更新を行った。RLS アルゴリズムの結果と LMS アルゴリズムの結果を比べると、RLS アルゴリズムの方がはるかに収束が速いことがわかる。

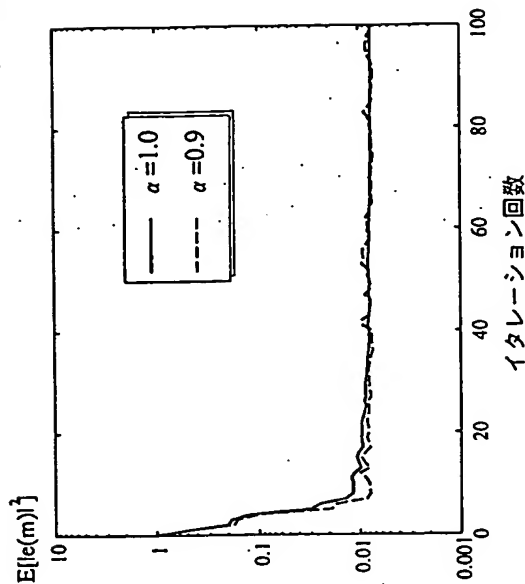


図 3.6: RLS アルゴリズムによる 2 乗誤差の変化 (例題 3.2: 2 素子アレー)

以下に、計算に用いた LMS アルゴリズムのプログラム例 (FORTRAN) を示す。

```

c *****
c LMS algorithm (2 elements, 2 waves)
c *****
parameter (ndata = 500)
complex*16 xin(2,0:ndata),y(0:ndata),vu(2,0:ndata+1),r(0:ndata)
complex*16 dvave, uvave, dsig, usig, zj, er
real*8 pov1, pov2, angl, ang2, pi, derad
real*8 ee(0:ndata), mean_error, mu
real noise, st, thmr, thmi
integer i, idst/584287/, iust/350107/, inst/455782/
common /rdata/pov1,ang1,pov2,ang2,noise
pi = acos(-1.0d0)
derad = pi / 180.0d0
zj = (0.0d0, 1.0d0)

c signal parameters
pov1 = 1.0d0
pov2 = 1.0d0
noise = 0.01d0
st = sqrt(noise/2.0)
ang1 = 30.0d0

```

<著者紹介>

菊間 信良 (きくま のぶよし)

1982年 3月 名古屋工業大学 工学部 電子工学科 卒業
1987年 3月 京都大学大学院工学研究科 電気工学第二専攻 博士課程 修了
1987年 4月 京都大学 工学部 電子工学科 助手
1988年 4月 名古屋工業大学 工学部 電気情報工学科 助手
1990年 4月 名古屋工業大学 工学部 電気情報工学科 講師
1992年10月 名古屋工業大学 工学部 電気情報工学科 助教授

現 在 名古屋工業大学 工学部 電気情報工学科 助教授

アレーアンテナによる適応信号処理 ISBN4-87653-054-8

1998年 9月20日 初版印刷 ©1998 科学技術出版
1998年11月25日 初版発行

著 者 菊間 信良
発行者 村越 勝弘
発行所 株式会社 科学技術出版

113-0033

東京都文京区本郷2丁目16-12

電話: 03-3813-6920

FAX: 03-3818-7888

E-mail info@kagaku.co.jp

URL http://www.kagaku.co.jp/

印刷 三美印刷株式会社

製本 株式会社 松岳社

Printed in Japan